



# Espacenet

## Bibliographic data: JP 10084324 (A)

### DIGITAL RADIO COMMUNICATION EQUIPMENT

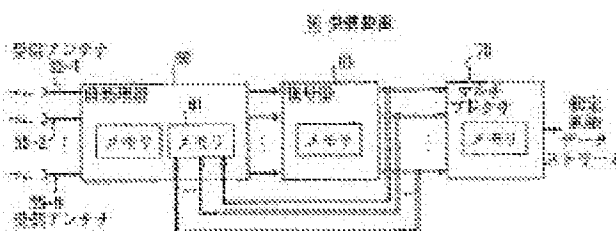
**Publication date:** 1998-03-31  
**Inventor(s):** FOSCHINI GERARD JOSEPH ±  
**Applicant(s):** LUCENT TECHNOLOGIES INC ±  
**Classification:**  
     - international: H04B15/00; H04B7/06; H04J99/00; H04L1/06; H04B7/08;  
                             (IPC1-7): H04B15/00  
     - European: H04B7/08C2C; H04L1/06T  
**Application number:** JP19970176070 19970701  
**Priority number (s):** US19960673981 19960701

**Also published as:**

- [EP 0817401 \(A2\)](#)
- [EP 0817401 \(A3\)](#)
- [EP 0817401 \(B1\)](#)
- [US 6097771 \(A\)](#)
- [JP 2008048433 \(A\)](#)
- [more](#)

### Abstract of JP 10084324 (A)

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To increase a data transmission bit rate to a value very close to a limit of Shannon by devising the digital radio communication system so that an n-dimension system is disassembled into (n)sets of linear systems with the same capacity (processing capability) so as to conduct interference elimination processing among the signals. **SOLUTION:** A receiver 50 is made up of a plurality of antenna elements 55-1-55-n which receive a signal sent from a transmitter having a plurality of transmission antenna elements as a signal vector, a signal pre-processing unit 60 and a decoder 65. The pre-processing unit 60 applies preliminary processing to the signal vector. The preliminary processing is conducted by subtracting a decoding result obtained by decoding the signal vector subjected to preliminary processing by the pre-processing unit 60 from the signal vector under processing at present and nullifying elements of the signal vector having been received after the signal vector under processing at present and not processed yet from the signal vector under processing at present. The decoder 65 decodes the result obtained from the preliminary processing of the signal vector



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-84324

(43) 公開日 平成10年(1998) 3月31日

(51) Int.Cl.<sup>6</sup>

H 0 4 B 15/00

識別記号

庁内整理番号

F I

H 0 4 B 15/00

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数12 O L (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願平9-176070

(22) 出願日 平成9年(1997) 7月1日

(31) 優先権主張番号 6 7 3 9 8 1

(32) 優先日 1996年7月1日

(33) 優先権主張国 米国 (U S)

(71) 出願人 596077259

ルーセント テクノロジーズ インコーポ  
レイテッド

Lucent Technologies  
Inc.

アメリカ合衆国 07974 ニュージャージ  
ー、マレーヒル、マウンテン アベニュー  
600-700

(72) 発明者 ジェラルド ジョセフ フォスターニ

アメリカ合衆国, 08879 ニュージャージ  
ー, サウス アムボーイ, オーチャード  
ストリート 79

(74) 代理人 弁理士 三俣 弘文

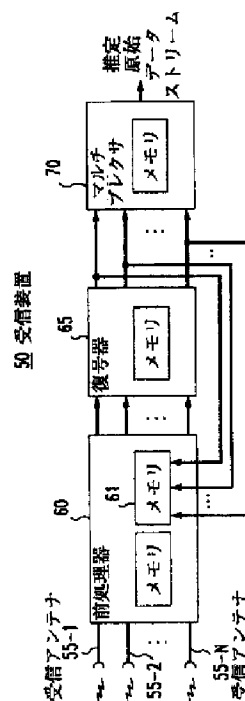
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 デジタル無線通信装置

(57) 【要約】

【課題】 デジタル無線通信システムのビットレートを改善する。

【解決手段】 受信装置50が、複数の送信アンテナ素子を有する送信装置によって送信された信号を信号ベクトルとして受信する複数のアンテナ素子55-1～55-nと、信号前処理器60と、復号器65とからなる。前処理器60が、信号ベクトルを前処理する。前処理は、前に受信され前処理器60によって前処理された信号ベクトルの復号化から得られる復号化結果を、現に処理中の信号ベクトルから差し引くこと、及び現に処理中の信号ベクトルの後に受信された処理されていない信号ベクトルの要素を現に処理中の信号ベクトルからゼロ化すること、によって行われる。復号器65が、信号ベクトルの前処理から得られた結果を復号化する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 複数のアンテナの各々が、一連の複素信号をそれぞれの時間長さ $\tau$ の間に受信し、該複素信号の各々が、無作為に重畳された $n$ 個( $n>1$ )の別個の信号成分からなり、全ての該受信アンテナによって該時間長さのうちの1個の時間長さの或る特定のセグメントの間に受信された全ての該信号成分が集合的に信号ベクトルを形成するような、複数のアンテナと、

前期時間長さの間に受信された前記信号成分を、それぞれの送信アンテナ素子に関連するような空間と、及び時間との間に特定の空間・時間関係を有するように形成するための手段と、

空間・時間の斜線に沿ったそれぞれのグループ内に配置された前記信号ベクトルを前処理するための手段であって、該前処理が、前処理中の信号ベクトルのグループと同じ時間長さ $\tau$ の間に受信された前記一連の信号ベクトルへの復号化されなかった寄与分をゼロ化することと、同じ一連の信号ベクトルに対する復号化された寄与分を差し引くこととによって行われ、これらの信号ベクトルのグループが前記時間長さのうちのそれぞれの時間長さと前記送信アンテナ素子のうちのそれぞれの送信アンテナ素子とに関連するような、前記信号ベクトルを前処理するための手段と、からなることを特徴とする、デジタル無線受信装置。

【請求項2】 複数のアンテナの各々が、一連の複素信号をそれぞれの時間長さ $\tau$ の間に受信し、該複素信号の各々が、無作為に重畳された $n$ 個( $n>1$ )の別個の信号成分からなり、全ての該受信アンテナによって該時間長さのうちの1個の時間長さの或る特定のセグメントの間に受信された全ての該信号成分が集合的に信号ベクトルを形成するような、複数のアンテナと、

前期時間長さの間に受信された前記信号成分を、それぞれの送信アンテナ素子に関連するような空間と、時間との間に特定の空間・時間関係を有するように形成するための手段と、

空間・時間の斜線に沿って設置されたそれぞれのグループ内の前記信号ベクトルを前処理するための手段であって、該前処理が、前処理中の信号ベクトルの信号対雑音比を最大化することと、同じ一連の信号ベクトルへの復号化された寄与分を差し引くこととによって行われ、これらの信号ベクトルのグループが前記時間長さのうちのそれぞれの時間長さと前記送信アンテナ素子のうちのそれぞれの送信アンテナ素子とに関連するような、前記信号ベクトルを前処理するための手段と、からなることを特徴とする、デジタル無線受信装置。

【請求項3】 受信回路であって、

該受信回路が、

$n$ 個( $n>1$ )の送信アンテナ素子を有する送信装置によって送信された信号をそれぞれの $n$ 次元( $n>1$ )の信号ベクトルとして受信するための複数のアンテナ素子

と、

メモリと、

前処理回路と、からなり、

該前処理回路が、

(a) 前記 $n$ 次元の信号ベクトルのうちの、或る特定の時間長さの間に受信され且つ前記送信アンテナ素子のうちの或る特定の送信アンテナ素子に関連する、 $n$ 次元の信号ベクトルを、前記メモリからアンロードし、(b) アンロードされた前記1つの $n$ 次元の信号ベクトルから、前記送信アンテナ素子のうちの該或る特定の送信アンテナ素子以外の送信アンテナ素子と該特定の時間長さとに連関する前記 $n$ 次元の信号ベクトルを前処理した結果として得られる検出されなかった記号を差し引き、

(c) アンロードされた前記1つの $n$ 次元の信号ベクトルから、まだ処理されていない前記 $n$ 次元の信号ベクトルに関連する記号をゼロ化する、ように作動し、

該前処理回路が、

もし現に処理中の前記 $n$ 次元の信号ベクトルを含む $n$ 次元の信号ベクトルの層の前記前処理が完了している場合に前記前処理の結果を出力するための、且つ該層に含まれる次の $n$ 次元の信号ベクトルを前処理するために前記メモリからアンロードするための手段からなる、ことを特徴とする、受信回路。

【請求項4】 受信回路であって、

該受信回路が、

複数の送信アンテナ素子を有する送信装置によって送信された信号をそれぞれの信号ベクトルとして受信するための複数のアンテナ素子と、

信号前処理回路と、

復号化回路とからなり、

前記信号前処理回路が、

前に受信され前記信号前処理回路によって処理された前記信号ベクトルの復号化から得られる復号化結果を、現に処理中の信号ベクトルから差し引き、且つ現に処理中の信号ベクトルの後に受信された処理されていない信号ベクトルの要素を現に処理中の信号ベクトルからゼロ化する、ために個々の前記信号ベクトルを処理するように作動し、

それから、前記復号化回路が、

前記信号ベクトルの前処理から得られた結果を復号化するように作動する、ことを特徴とする、受信回路。

【請求項5】 個々の前記信号ベクトルが、 $n$ 次元の複素信号ベクトルであり、 $n$ が前記送信アンテナ素子の個数に等しい、ことを特徴とする請求項4の受信回路。

【請求項6】 前記信号前処理回路が、予め定められた時間長さの間に受信された各信号ベクトルを $n$ 倍に複製して該複製された結果を前記送信アンテナ素子に応じて時間及び空間に配列するための、そして前記送信アンテナ素子のうちのそれぞれの送信アンテナ素子に関連し且つ前記時間長さのうちのその特定の時間長さの間に受信

された $n$ 次元の信号ベクトルに関連する複製された結果の斜層を前処理するように提供するための手段を有する、ことを特徴とする請求項5の受信回路。

【請求項7】 前記斜層の前処理が、前記斜層に沿っての最前の時間点に受信された或る1個の $n$ 次元の信号ベクトルの前処理で始まり、前記斜層に沿っての最後の時間点に受信された或る1個の $n$ 次元の信号ベクトルの前処理で終わる、ことを特徴とする請求項6の受信回路。

【請求項8】 前記前処理が、現に処理中の前記斜層に沿っての最後の時間点に受信された前記或る1個の $n$ 次元の信号ベクトルの前処理に続いて、次に続く斜層において継続される、ことを特徴とする請求項7の受信回路。

【請求項9】 前記受信回路が更に、前記復号化回路によって出力された信号を多重化するための多重化回路からなることを特徴とする、請求項4の受信回路。

【請求項10】 受信回路であって、  
該受信回路が、  
 $n$ 個( $n > 1$ )の送信アンテナ素子を有する送信装置によって送信された信号をそれぞれの $n$ 次元( $n > 1$ )の信号ベクトルとして受信するための複数のアンテナ素子と、  
信号前処理回路と、  
復号化回路とからなり、  
前記信号前処理回路が、  
前に受信され前記信号前処理回路によって処理された前記 $n$ 次元の信号ベクトルの復号化から得られる復号化結果を、現に処理中の $n$ 次元の信号ベクトルから差し引き、且つ前処理中の $n$ 次元の信号ベクトルの信号対雑音比を最大化する、ために個々の前記 $n$ 次元の信号ベクトルを処理するように作動し、  
それから、前記復号化回路が、  
前記信号前処理回路による前記 $n$ 次元の信号ベクトル各々の前処理から得られた結果を復号化するように作動する、ことを特徴とする、受信回路。

【請求項11】 送信装置であって、  
該送信装置が、  
複数のアンテナ素子と、  
転換器と、  
複数の変調／符号化回路と、  
データ源から受信されたデータストリームを複数のデータ・サブストリームに多重化するための、且つ該サブストリームを前記変調／符号化回路のうちのそれぞれの変調／符号化回路に供給するための、多重化器と、からなり、  
前記変調／符号化回路の各々が、その前記変調／符号化回路によって前記サブストリームのうちの対応する1個のサブストリームを介して受信されたデータを符号化するとともに該符号化されたデータを前記転換器に供給し、

前記変調／符号化回路のうちの或る1個の変調／符号化回路から受信された前記符号化されたデータを、前記複数のアンテナ素子のうちの関連するアンテナ素子を介して送信するために、前記転換器が、前記変調／符号化回路の各々を前記複数のアンテナ素子の各々に関連付ける、ことを特徴とする、送信装置。

【請求項12】 前記関連付けが、予め定められた時間長さの間存在することを特徴とする請求項11の装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、無線通信システムに関する。

【0002】

【従来の技術】ディジタル無線通信システムがデータ通信を行う際の最終「通信速度」(ビットレート)は、周知の、情報理論に関するシャノンの手法(一般に、シャノンの定理又はシャノンの符号化限界定理として知られる)を用いて導出される。最終ビットレートは(a)送信装置における全輻射電力、(b)個々の通信現場(サイト)、帯域幅におけるアンテナの個数、(c)受信装置における雑音電力、(d)伝搬環境の特性、等からなるいくつかの異なるパラメータに基づく。

【0003】いわゆるレイリーのフェージング環境における無線伝送の場合には、最終ビットレートは膨大な値で、例えば送信装置及び受信装置の両方でそれぞれ30個のアンテナを用いるシステムについて数百bps/Hzとなり、平均信号対雑音比は24dBとなる。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】今まで、高ビットレート達成を目標に構築されたシステムは、シャノンの最終ビットレートに近い値まで到達していなかった。このようなシステムに関連するビットレートは、多くてもせいぜいシャノンの限界値から1桁又は2桁下の値であった。この現象の主な理由は、従来の技術による開発者が、シャノンの限界値にかなり近いビットレートで通信するシステムを構築するために解決しなければならない問題点を認識していなかったことにある。

【0005】

【課題を解決するための手段】シャノンの限界値に近いビットレートのシステムを構築するために解決を要する問題点を認識することにより、無線送受信関連技術が進歩する。これは、本発明の一態様に基づいて、無線通信路の転送(H行列)特性が送信装置にとって未知の場合に、 $n$ 次元システムを同一容量(処理能力)の $n$ 個の1次元システムに分解することによって達成される。

【0006】本発明の原理に基づき、具体的に述べると、無線受信装置に関連する複数のアンテナにわたってそれぞれの時間長さの間に受信された信号成分(受信信号成分)が、それぞれの送信アンテナ素子に関連するような空間と、時間との間に、特定の空間・時間関係を有

するように形成される。

【0007】同じ空間・時間関係を有する信号成分の集合が信号ベクトルを形成し、その信号ベクトルが前処理されて、特定の復号化された信号寄与分がその信号ベクトルから差し引かれ、復号化されなかった信号寄与分がその信号ベクトルからゼロ化される。結果として得られるベクトルが復号化回路に供給されて、原始データストリームが形成される。

【0008】

【発明の実施の形態】以下に本発明の実施例を、送信装置及び受信装置の両方に同数のアンテナを用いたポイント・ツー・ポイント（2点間）通信アーキテクチャの形で説明する。更に、下の説明で判るように、本発明のアーキテクチャを用いて得られる容量（帯域幅）は実に膨大である。実際、ビット／周期で表した数値が大きすぎて意味がないように見える。しかし、得られる容量は、受信装置（又は送信装置）における $n$ 個、すなわち個々のアンテナ当たり1個の、より低い等しい成分容量で表される。

【0009】下限において、本発明のアーキテクチャの容量は、リンクの両端、すなわち送信装置及び受信装置において等しい個数のアンテナ素子を有する多素子アレイを用いて得られる容量に等しい。

【0010】本発明のアーキテクチャの説明を分かりやすくするために、その送信環境が相加性白色ガウス雑音（AWGN）を有する固定線形行列通信路であるような複素ベースバンドの態様、に基づいて記述することとし、そのために次のような記号設定及び仮定を行う。こ

$$r = g * s + v$$

ここに、 $*$  は畳み込みを意味する。これら3個のベクトル、 $g$ 、 $s$ 、及び $v$ は複素 $N_R$ 次元のベクトル（すなわち $2N_R$ 実次元）である。

【0015】帯域幅を狭帯域と仮定するので、通信路フーリエ変換 $G$ は、対象となる帯域幅にわたって一定である行列として定義される。その場合、通信路インパルス応答の非ゼロ値を、 $g$ で表す。この値は、 $g(t)$ の時間依存を抑制する。時間依存は、 $h$ 及びそのフーリエ変換 $H$ に対しても同様に低下する。したがって、式（1）は、正規化された形式で次のように表される。

【数1】

$$r = \sqrt{p/n_T} \times h \times s + v \quad (2)$$

【0016】又、通信路が例えばレイリー通信路として

$$H_{ij} = \text{Normal}(0, 1/\sqrt{2}) + \sqrt{-1} \times \text{Normal}(0, 1/\sqrt{2}) \quad (3)$$

ここに、 $|H_{ij}|^2$  は、2つの自由度を有する $\chi^2$  変数であるが（ $\chi^2_2$ で表す） $E |H_{ij}|^2 = 1$ となるように正規化された値である。

【0018】上記の仮定及び表記を用いると、本発明のアーキテクチャの容量は、いわゆる「長バースト」態様

の場合、時間は、 $t = 0, 1, 2, \dots$  のように正規化された個別ステップで進むものと定義する。

【0011】具体的には、 $n_t$  及び $n_r$  で、送信装置及び受信装置における多素子アレイ（MEA）内のアンテナ素子の個数をそれぞれ示す。送信された信号（送信信号）を $s_t$  で表す。この場合、固定狭帯域幅に対しては、総電力は $n_t$  の値に無関係に制約される。受信装置における雑音レベルを、 $n_r$  次元のベクトル、 $v(t)$  で表す。このベクトルの成分は統計的に独立であり、同一の電力レベル $N$ を有する。

【0012】受信された信号（受信信号）を、 $r(t)$  で表し、 $n_r$  次元の1つの信号について、個々の時点において個々の受信アンテナに対して1個の複素ベクトル成分が存在するものとする。電力レベル $P$ で送信する1個の送信アンテナについて、1個の受信アンテナによって出力される平均電力レベルを、 $P$ で表す。ここで平均とは空間平均を意味する。（ $\bar{P}$ は、 $P$ の上側に $\bar{}$ をつけた記号の簡略表記である。）

【0013】平均信号対雑音比（SNR）を、 $\rho$ で表す。この値は、 $n_t$  に対して独立の $P/N$ に等しい。いわゆる通信路インパルス応答行列を、 $g(t)$ で表す。この行列は $n_T$  及び $N_R$  個の列を有するものとする。 $g(t)$ を正規化したものを $h(t)$ で表す。ここで、 $h(t)$ の、個々の要素の正規化は、単位「電力損失」の空間平均を有する。

【0014】又、信号で作動する通信路を記述する基本ベクトルは次式で定義される。

(1)

モデル化され且つ通信リンクの各端における多素子アレイの素子が波長の約 $1/2$ だけ分離されている、ものと仮定する。例えば、5 GHzにおいて、波長の $1/2$ は約3 cmに過ぎない。したがって、送信装置及び受信装置をそれぞれが多数のアンテナ素子を有するように構成できるので有利である。（尚、各アンテナは2つの偏波状態を有する。）

【0017】 $1/2$ 波長だけ分離した場合、その周波数領域における通信路を表す $n_r \times n_T$ 行列 $H$ に対するレイリーモデルは、次の式で示すような、「独立し同一に分散された（iid:independant, identically distributed）」複素でゼロ平均、単位分散のエントリを有する行列である。

【数2】

(3)

から始まるものと定義する。ここに、「長バースト」とは、非常に多数の記号からなるバーストを意味する。このバーストの時間長さは、バーストの間に通信路が本質的に不変であるような十分に短い長さであると仮定する。

【0019】又、通信路の特性は、送信装置には未知であるが、受信装置には追跡によって知られるようになるものと仮定する。更に、このような特性は、1つのバーストと次のバーストとでかなり変化することがあり得るものとする。用語「未知」はここでは、或るバーストの間行列Hの実現は未知である、という意味であるが、送信装置は値 $n_R$ を知っているものと仮定する。実際には送信装置に平均信号対雑音比は知られていないけれども、それでもここでは値 $\rho$ は知られているものと仮定する。

【0020】更に又、送信装置がユーザと通信中の場合は必ず少なくともある特定の信号対雑音比が利用可能であるものと仮定する。この場合、この知られている $\rho$ の値は、その信号対雑音比の最小値であると考えられる。

【0021】従来の技術において知られるように、例えば具体的なH行列値が未知であっても送信装置は単一のコードを用いる。このことを前提とした場合、システム容量は、統計的に独立の、ガウスの $n_R \times n_T$ 行列Hの集合

$$C = \log_2 \det [I_{n_R} + (\rho/n_T) \times HH^*] \text{ bps/Hz} \quad (4)$$

ここに、 $\det$ は確定値を、 $I_{n_R}$ は $(n_R \times n_T)$ の恒等行列を、そして $*$ は転置共役を、それぞれ意味する。

【0025】上記を考慮すると、事例 $(n, n)$ （すな

$$C > \sum_{k=1}^n \log_2 [1 + (\rho/n) \times x_{2k}^2] \text{ bps/Hz} \quad (5)$$

【0026】式(5)の右側については、標準と異なる表記を用いる。例えば、表記 $x_{2k}^2$ は $2k$ の自由度を有するカイ二乗変量を表す。行列Hのエントリはゼロ平均及び定分散である複素ガウス値であるので、この変量の平均は $k$ である。下の説明で判るように、大きな $\rho$ 及び $n$ の値については、下限は或る種の漸近的な意味で得られる。これも又下の説明で判るように、本発明の通信システムの容量は、この下限値を達成する。

【0027】以下、本発明の実施例を、送信装置に6個のアンテナを、又受信装置に同数のアンテナをそれぞれ有するシステムに関して述べる。ただし、本発明はこのアンテナ個数によって制約されるものではなく、下の説明から判るように、送信装置及び受信装置により多くの（又は任意の）個数のアンテナを設けたシステムとして実現することが可能である。

【0028】一般的事例において、本発明に基づいて実現される無線通信システムの送信装置、例えば図1の送信装置は $n$ 個のアンテナを有する。具体的には、デマルチプレクサ（多重情報分離器）20がデータ源10から受信された原始データストリームをデマルチプレクス（多重情報分離）処理して同一レートの $n$ 個のデータストリームに分解し、それぞれの変調／符号器30-1～30-Nに供給し、これらの変調／符号器がそれぞれのデータストリームを独立的に符号化してから変調する。

【0029】例えば、第1のデータストリームを第1層

（すなわち上記のレイリーモデル）からその分布が導出されるような、ランダム変数であると考えられる。

【0022】行列Hの実現の各々について、システムは、「OUT」（指定のシステム容量Xが満足されないことを意味する）又は「NOT OUT」（指定のシステム容量Xが満足されることを意味する）のいずれかの状態となる。

【0023】更に、ビットレートを指定する場合、いわゆる「事故率」（すなわち、ランダムHがそのビットレートをサポートしない場合）のレベルも考慮しなければならない。一般に、「事故率」値は、望むビットレートを確保できるように、例えば1-5%のように小さくする必要がある。「事故率」値（確率）は、下に示すように多素子アレイを用いることによって顕著に改善できる。

【0024】これも又従来の技術から知られるように、 $(n_R \times n_T)$ の一般化事例のシステム容量は、次式で表される。

わち、 $n_T = n_R = n$ ）についての望むシステム容量の下限は、次式で表される。

【数3】

の変調／符号器30-1に、又第2のデータストリームを第2層の変調／符号器30-2にそれぞれ供給し、以下同様である。

【0030】これらのデータストリームは各々それぞれの符号化器30において、異なるいくつかの手法のどれかで符号化される。これらの符号化は本発明とは関係ないのでここでは説明しない。しかし、説明の流れを完結させるために、データストリームが例えばブロックコードを用いて符号化されるものとする。各データストリーム内のデータは符号化及び変調が終わると、転換器40に供給される。

【0031】詳しくは、転換器40が符号器30iのうちの特定の符号器から受信中の符号化され変調されたデータストリームのセグメントを $n$ 個の送信アンテナ45-1～45-nに循環させ、次いでこれらのアンテナがデータを受信装置50へ送信する。すなわち、変調／符号器30i、例えば30-1、がアンテナ45iの各々に連関する。したがって、或る1つのビットストリーム（すなわち、変調／符号器30i）と或る1つのアンテナ45iとの間の連関は周期的に循環する。

【0032】このような「連関」の存続する時間長さは $\tau$ 秒であり、したがって1つのサイクル全部に要する時間長さは $\tau$ 秒の $n$ 倍である。このようにして、或る変調／符号器30-1からの出力、例えばパス（回線）31-1を介して供給されたデータストリームは、まず第1

の $\tau$ 秒の間にアンテナ45-1を用いて送信される。そしてパス31-1を介して第2の $\tau$ 秒の間に供給されたデータストリームは、アンテナ45-2を用いて送信され、以下同様である。

【0033】このようにして、符号化された $n$ 個のビットストリームは、受信装置50への $n$ 個の送信パスの全てにわたって均衡のとれた存在を共有することとなり、したがって個々のビットストリームのどれも、 $n$ 個のパスのうちの最悪状態のパスに次々遭遇しやすいということがない。符号化された送信データは、次いで、受信アンテナ55-1～55- $n$ の各々によって受信され、受信装置50に供給されてそこで更に処理される。

【0034】図2の受信装置50は、特に、一群のRF（無線周波）受信部（図示しない）を有し、これらの受信部はそれぞれアンテナ55*i*と接続されている。受信装置50は又、前処理器60と、復号器65と、マルチプレクサ（多重化器）70とを有する。

【0035】前処理器60が信号を信号ベクトルとして $n$ 個のアンテナ55- $i$ から受信する。そして、信号ベクトルを形成する信号成分間の干渉を除去するために、これらの受信信号を、下に詳述するように、前に検出された記号の（a）ゼロ化及び（b）差し引き算の手法を用いて前処理する。受信ベクトルはアンテナ55-1～55- $n$ によってそれぞれ受信された $n$ 個の複素成分を有する。

【0036】復号器65が、前処理された信号ベクトルを更に処理して、 $n$ 個の構成データ・サブストリームを検出し、これから、符号化されたサブストリームを表す記号を検出する。それから復号器65が、これらの記号を前処理器60に供給する。供給された記号はメモリ61に格納され、ここで、既に検出された信号からの干渉が受信信号ベクトルから差し引かれる。

【0037】そしてマルチプレクサ70が、このようにして得られたサブストリームを多重化して、データ源10から出力された本来のデータストリームを形成する。

【0038】より具体的に、送信装置25及び受信装置50の両方がそれぞれ6個のアンテナ45-1～45-6及び55-1～55-6を有すると仮定し、又受信装置50に、各送信装置に付随する伝搬特性を判断させるための慣らし期間（立ち上げ）が既に完了しているものと仮定する。これらの伝搬特性は、下に詳述するように、 $n \times n$ 複素行列 $H$ で表される。

【0039】この慣らし期間中、既知の信号がアンテナ45-1～45-6の各々から送信され、受信装置において処理されて受信装置における行列 $H$ へのエントリの正確な推定値が得られる（尚、送信装置はこのような特性を知り又は判断する必要がない）。

【0040】上記のように、受信信号ベクトルは、アンテナ55-1～55- $n$ によってそれぞれ受信された $n$ 個の複素成分を有する。すなわち、受信アンテナ55-

1が $n$ 個の送信信号全てについての組み合わせに相加性雑音を加えたものを受信する。他方、受信アンテナ55-2は、 $n$ 個の送信信号全てについての別の組み合わせ（に相加性雑音を加えたもの）を受信し、以下同様である。

【0041】図3に、空間及び時間における或る時間長さ $\tau$ （長さ $\tau$ 秒）の間に受信されたいくつかの $n$ 次元複素信号ベクトルを示す。具体的には、垂直方向セグメント56-1～56-6（円形）上の各黒点（ドット）が、時間長さ $\tau$ の間の個々のセグメントについての、複素信号ベクトルの成分を表す。このように、6個の成分から構成される互いに異なるベクトルが、セグメント57-1～57- $m$ （ $m \geq 1$ ）の各々についてアンテナ55-1～55-6によって受信される。

【0042】連続する複数の時間長さ $\tau$ の間に受信された一連の信号ベクトルを前処理するのに用いる時間シーケンス（順序）を図4に示す。特に、8個の時間長さ $\tau$ （矩形で示す）のシーケンスを図4の頂部に示す。シーケンス内の矩形は各々、これらの時間長さのうちの或る特定の時間長さの間に受信された6次元複素ベクトル（例えば図3）の全てを表す。

【0043】或る特定の時間長さ $\tau$ の間に受信された複合信号（ベクトル）は、それから6倍に複製されて図4に示すような矩形の縦列が形成される。例えば、第1の時間長さ $\tau$ の間に受信された6次元複素ベクトルが6倍に複製され（矩形4.1～4.6を形成）、それぞれ送信アンテナ45-1～45-6（それぞれ図中称呼番号1～6で示す）に連関するように構成される。（尚、図4に例示する矩形の積み重ねは単に受信信号の前処理説明の目的で用いたものであり、これによって本発明が制約されると解釈すべきものではない。）

【0044】そして、空間要素、すなわち送信アンテナ（空間方向（縦座標）に沿った称呼番号1～6で示す）が、図4に示す壁状に配置された矩形のうちの個々の矩形に連関する。この矩形の分割によって空間・時間の分割が得られる。尚又、時間長さ $\tau$ は各々、何個の単位時間長さにわたってもよい。又既に述べたように、各空間要素はそれぞれ特定の送信素子45*i*に連関する。

【0045】図4中、実線矢印は一連の受信ベクトルが前処理される順序を示し、点線矢印は、左下隅矩形、すなわち矩形4.1で始まる前処理のシーケンスを示す。この前処理は、次に上方に向かって矩形4.2に進み、それから斜線に沿って下向きに矩形4.7へ移動する。後者の矩形に連関するベクトルが前処理され終わると、プロセスは、図に示すように上向きに移動し、矩形4.3で始まる次の矩形シーケンスを前処理してから矩形4.8及び4.9を通して斜線に沿って下向きに移動する。

【0046】それからプロセスは更に、細線の方向矢印（実際には、方向線を順序に並べたもの）で図4中に示

すように、一連の互いに連続する空間・時間層（以下、斜層とも称する）に沿って上向きに移動し、左から右へ移動する。

【0047】矩形ブロックに関連するベクトルを前処理する狙いは、信号成分が相互に干渉し合う結果として発生する干渉を避けることである。このような干渉は、干渉のゼロ化又は差し引き算のいずれかによって信号ベクトルのブロックから除去される。下記するように、斜層内の高い方のレベルの矩形においてゼロ化される干渉は僅かしかない。その理由は、これらの矩形について生じる干渉の多くは前処理の結果として差し引かれるからである。

【0048】下に述べるように、ゼロ化の代わりに、信号対雑音比を最大化する手法も可能である。この場合、用語「雑音」には、相加性白色ガウス雑音だけでなく、まだ差し引かれていない全ての干渉を含む。（以下、 $\rho$ で、いずれかの受信アンテナの空間平均を表す信号対雑音比を意味するものとする。又、送信アンテナの全てにわたって合算された輻射電力は、これら送信アンテナの個数に無関係に一定に保たれるものとする。）

【0049】次に、信号の前処理を図5に詳しく説明する。ここで、前処理ステップは、関連する斜層に沿って上記の仕方で行進する。これら斜層の1つを点線で示す。図中、英字a、b、c、d、e、及びfは各々、符号化された情報のそれぞれ特定のサブストリームに対応し、上記のように、特定の送信アンテナ及び時間長さに関連する。

【0050】説明を簡単且つ分かり易くするために、以下の記述では、点線の斜線で示す第1の斜層「a」全部（完体）について述べる。尚、境界層、すなわち符号化されたデータの全バーストが開始又は終了し且つ6個以上の矩形にわたらないような斜層を含む他の斜層も、同様に取扱われる。例えば、それぞれ最初の2個の時間長さの間に生じ送信アンテナ45-1及び45-2に関連する2個の矩形（ブロック）「b」は、矩形「a」の斜層と同様の仕方で行進される。

【0051】尚、斜層「a」（図5に点線で示す）より左方及び下方の斜層は慣らし期間作業の一部を構成し、或る特定の通信路に関連する特定の特性を受信装置が判断するのに用いられる。これらの特性は、前に述べた行列Hの成分を含み、又例えば（a）搬送周波数、（b）最適サンプリング時間、（c）引き続き受信された記号の間の時間、等を含む。

【0052】具体的には、図5から判るように、第1の完全斜層「a」は各々長さ $\tau$ を有する6個の時間長さにまたがる。これを、 $a_j\tau(t)$ で表す。ここに、 $j=1, 2, \dots, 6$ であり又、下付記号全体で、その時間長さが始まる時点を示す。斜層「a」より下方の斜層にそれぞれ関連する符号化された記号の、前処理及び復号化手順による検出が成功したと仮定する。他方、斜層

「a」より上方に設置された斜層に関連し斜層「a」の前処理に影響を与える記号は未検出である。

【0053】すなわち、これらの記号はまだ検出されておらず、差し引くことができないので、斜層「a」の前処理に対するそれらの影響（干渉）はゼロ化される。尚、ゼロ化する必要のある干渉は、斜層「a」に関連する6個の時間長さの各々について異なる。その理由は単に、各時間長さ $\tau$ 内に存在する未検出の矩形斜層の個数が異なるためである。

【0054】 $\tau$ から $2\tau$ にまたがる時間長さ内に存在する斜層で斜層「a」より下方の5個の斜層は既に検出が行われており、称呼番号1〜5のアンテナから送信された信号成分からの干渉は全て差し引きが終わっているもので、ここには干渉はない。その結果、第1の時間長さ「a」については、実効的に6重受信ダイバーシチ（多様性）が得られる。すなわち、雑音干渉のない6個の信号成分が最適に線形結合されて、更なる処理に利用される。

【0055】次の、 $2\tau$ から $3\tau$ までの時間長さの間には、送信アンテナ45-5に関連する斜層「a」の信号からゼロ化する必要のある干渉発生因子が1個だけ存在する。すなわち、送信アンテナ45-6に関連する上側の斜層「b」である。他の4個の送信アンテナ45-1〜45-4に関連する寄与分は差し引きが終わっている。この1個の干渉発生因子のゼロ化プロセスにおいては、受信信号ベクトルを特徴付ける次元数を1つだけ減少させる。

【0056】同様に、このような干渉発生因子を2個ゼロ化する場合には、受信信号ベクトルを特徴付ける次元数を2つだけ減少させる。以下も同様である。このプロセスが、 $6\tau$ までの残りの時間長さに関連する斜層「a」のセグメントについて反復される。その次の時間長さ（ $6\tau$ から $7\tau$ までの間）については、送信アンテナ45-2〜45-6に関連する5個の信号の全てが干渉するので、送信アンテナ45-1に関連する斜層「a」の信号からこれらをゼロ化する必要がある。

【0057】斜層「a」を前処理することから得られた結果が図2の復号器65に供給され、復号器65が、受信記号、したがってこれらの記号によって表されるデータを生成する。上記に続いて、図2の受信装置50が、次に続く矩形の斜層（斜層「b」）（以下同様）を同様の仕方で行進して、得られた結果をマルチプレクサ70に供給する。次いでマルチプレクサ70が、検出されたサブストリームから原始データストリームを再構築する。

【0058】上記のプロセスを図6に流れ図の形で示す。具体的には、ステップ600において、送信装置100からの送信信号の受信に反応して動作を開始後、プロセスがステップ601に進み、ここで3個の変数、 $i$ 、 $J$ 、及び $j$ に関連する値を初期化する。変数 $i$ は上



記斜層の指標付けに、変数Jは斜層の始点アドレスの指標付けに、そして変数jは或る特定の斜層内の矩形の処理開始時点の指標付けに、それぞれ用いられる。

【0059】次にプロセスはステップ602に進み、ここで、j及び $\tau$ の値を指標とする矩形に対応する受信信号ベクトルをメモリからアンロードする（読み出し）。ここに $\tau$ は、上に述べたように、矩形の時間長さである。それからプロセスはステップ603に進み、ここで、前に検出された記号からの干渉（もしあれば）を、メモリからアンロードされたベクトルから、上に述べた仕方ですら引き。

【0060】次にプロセスがステップ604において、受信されたがまだ検出されていない記号（すなわち復号化されていない記号）によって賦課される干渉をゼロ化する。（尚、上に述べたように、最大信号対雑音比を求める手法をゼロ化の代わりに用いることもできる。尚、又、ステップ603及びステップ604の順序を逆にしてもよい。）

【0061】上記に続いて、ステップ605においてプロセスが、現在の斜層の処理が完了しているかどうかを定める。例えば、或る斜層が6個の矩形から構成されている場合にはプロセスが、jの値を点検して、6個の矩形の処理が完了しているかどうか、すなわち、jがJ+5に等しいかどうかを判断する。

【0062】もし等しくない場合、ステップ610においてプロセスが、次の矩形を処理するようにjの値を1つ増値してステップ602に戻る。もし等しい場合にはプロセスが、現在の斜層内の前処理済み信号の復号化を開始する（ステップ607）。加えてステップ606においてプロセスが、前処理を必要とする斜層の全てについて前処理が完了しているかどうかを点検する。すなわちプロセスが、Jの値を、前処理を必要とする最後の斜層の前処理開始時点を表示する変数値「FINAL」と比較して等しいかどうかを定める。

【0063】もし等しくない、すなわち完了していない場合、ステップ611においてプロセスが、前処理を要する次の矩形斜層を指すように値入を増値する。それからステップ609においてプロセスが、その斜層内の第1の矩形（例えば図5の斜層「a」の符号5.1）の開始時点を示すようにJの値を設定する。ここでプロセスは又、Jの新しい値によって特定される斜層を形成する矩形を通して循環するようにjの値を設定する。プロセスはそれからステップ602に戻って、その斜層内の第1の矩形の前処理を開始する。

【0064】プロセスはステップ607において、前処理段階から受領された前処理済み斜層の内容を復号化し、復号化された記号を、前処理機能（ステップ603）データ用いるためにメモリに格納する。復号化された結果は又、マルチプレクサ段階（ステップ608）に供給され、マルチプレクサ段階においてはいくつもの復

号化された斜層からの復号化ビットを用いて、前に述べた原始ビットストリームを形成する（尚、ステップ607は前処理機能と並行して作動させてもよい）。

【0065】又、もしステップ606において行われた比較の結果両者が等しい、すなわち最後の斜層の前処理が完了している場合、次の信号ストリームが送信装置100から受信されるまで前処理は停止される。

【0066】上記の層状アーキテクチャは弱そうに見えるが、実際にはきわめて強固である。すなわち、各斜層の検出が成功するかどうかはそれより下方の斜層の検出の成功不成功に依る。そして、最後の斜層以外のどの斜層の検出が不成功であっても、それによってそれ以降の全ての斜層の検出がきわめて不成功になりやすいことはある。しかし下の定量的説明から判るように、破損しやすさ（易損性）は一般に重大な問題にはならず、巨大な容量が利用可能な場合には特にそうである。

【0067】上に述べたように又図7からも判るように、本発明によれば巨大な容量が得られるので、この容量の一部分を、バーストデータ通信モードを用いるシステムにおける誤り発生率の確率を低く保つために利用し得るものであることを、本発明者は認識している。したがって、本発明の易損性は論点とはならない。

【0068】詳しくは、「ERROR」を、理由を問わずパケット（長バースト）が少なくとも1つの誤りを有するようなイベントを表すものとする。もし1つの「ERROR」イベントが生じた場合、このイベントは2つの互いに素のイベントに分解される。これを式で表すと次のようになる。

$$\text{「ERROR」} = \text{「ERROR}_{\text{nonsupp}}\text{」} \cup \text{「ERROR}_{\text{supp}}\text{」}$$

【0069】用語「ERROR<sub>nonsupp</sub>」は、例えもし下方の全ての斜層から干渉を完全に除去することによって受信処理を強化できるようないわゆる「精霊」の助けが得られたとしても、単に通信路実現状態が、必要なビット誤り率（BER）をサポートしないことを意味する。用語「ERROR<sub>supp</sub>」は、残りの「ERROR」イベントを意味する。

【0070】もし望むシステム事故率が1%で、パケットサイズ（ペイロード）が10,000ビットである場合、ビット誤り率は $10^{-7}$ を超えてはならない。しかし、本発明によって得られる巨大通信容量の一部（すなわち、余裕容量）を用いればこれよりも例えば少なくとも1桁低いビット誤り率を達成することができる。 $10^4 \times 10^{-8} = 10^{-4}$ であるので、 $10^4$ 個のパケットのうち約1個のパケットが誤りを含有する。

【0071】このビット誤りの数値は、誤りのあるこのようなパケット内の全てのビットを呼び出すことによって膨張する。しかし、これらの誤りパケットを事故率に連関させても、「ERROR<sub>nonsupp</sub>」発生率の確率に比較して小さな確率にしかならないので、このような膨張

による誇張は無害である。

【0072】その上、このように容量が巨大な場合には、「もし誤りが生じた場合にはそのシステムは事故率発生状態にあると考えられる」と結論付けるような贅沢さが得られる。逆に、もし事故率発生状態にない場合には、そのシステムは誤りなしの通信を提供しているといえる。

【0073】 $n$ 次元の信号の1次元符号化／復号化の手法を用いて本発明によって達成される通信路容量が前に述べたシャノンの容量に非常に近くなるという事実を、以下に線形代数及び確立理論を用いて実証する。

【0074】具体的に、 $H_j$  ( $1 \leq j \leq n$ ) が、 $H = (H_1, H_2, \dots, H_n)$  となるように左から右へ順序付けた行列  $H$  の  $n$  個の列を表すものとする。  $1 \leq k \leq n+1$  であるような  $k$  の各々について、 $H_{[k,n]}$  が、 $k \leq j \leq n$  を満足させる列ベクトルのまたがるベース空間を表すものとする。  $k = n+1$  の場合にはこのような列ベクトルは存在しないので、空間  $H_{[n+1,n]}$  は単にゼロ空間である。

【0075】尚、行列  $H$  のエントリの結合密度は球面対称(複素)  $n^2$  次元のガウス値である。その場合、確率1では、 $H_{[k,n]}$  は、 $(n-k+1)$  次元である。更に、確率1では、 $H_{[k,n]}$  に垂直なベクトルの空間 ( $H_{[k,n]}$  と称する) は  $(k-1)$  次元である。  $j = 1, 2, \dots, n$  について、 $\eta_j$  を、サブ空間  $H_{[j+1,n]}$  への  $H_j$  の射影、と定義する。次に説明するように、確率1で、各  $\eta_j$  は本質的に、iid  $N(0, 1)$  成分を有する複素  $j$  次元ベクトルである ( $\eta_n$  はまさに  $H_n$  である)。

【0076】厳密にいうと  $\eta_j$  は  $n$  次元であるが、正規直交基の  $\eta_j$  では第1基のベクトルは  $H_{[j+1,n]}$  にまたがるベクトルであり、残りは  $H_{[j+1,n]}$  にまたがるベクトルである。したがって、 $\eta_j$  の最初の  $j$  個の成分はiid 複素ガウス値であり、残りの成分は全てゼロである。

【0077】このような射影を、 $\eta_n, \eta_{n-1}, \dots, \eta_1$  の順に置くと、「 $n \times (n+1)/2$ 」個のゼロでない成分の全体が全てiid 基準複素ガウス値であることは明らかである。その結果、2乗長さを順序に並べたシーケンスは、 $2n, 2(n-1), \dots, 2$  度の自由度を有する統計的に独立のカイ2乗変量である。本発明者の選択した正規化手法では、 $\eta_j$  の2乗長さの平均は  $j$  である。

【0078】図5を参照して説明すると、斜層「a」に対する6個の時間長さの各々について、それぞれ異なる個数の干渉発生因子をゼロ化する必要がある。本発明者は、6個の時間長さの各々に対して、対応する仮定システムの容量をあたかも相加性干渉状態が常に存在するかのように表す。

【0079】第1の時間長さについては、下方の5個の

斜層での検出が既に行われており送信アンテナ(称呼番号1~5)から送信された信号成分からの全ての干渉が差し引かれているので、干渉は存在しない。その結果、第1の時間長さに対して実効的に6重受信ダイバーシチがある。もし干渉が存在しないのが常であるとした場合、容量は  $C = 1 \log_2 [1 + (\rho/6) \times \chi_{10}^2]$  bps/Hz となろう。

【0080】次の時間長さの間は、他の4個、すなわち送信アンテナ(称呼番号1~4)からの信号からの干渉が差し引かれているので、1個の干渉が存在する。このようなレベルの干渉が主として存在するようなシステムにおいては、容量は  $C = 1 \log_2 [1 + (\rho/6) \times \chi_{10}^2]$  bps/Hz となろう。

【0081】干渉ゼロ化のプロセスによって、カイ二乗の下付添え字の数字が減少する ( $\chi_{10}^2$  の代わりに  $\chi_{10}^2$  となる)。最後の6番目の時間長さに到達するまでこのプロセスが反復される。ここでは他のアンテナからの信号5個の全てが干渉するので、対応する容量  $C = 1 \log_2 [1 + (\rho/6) \times \chi_2^2]$  bps/Hz を得るためにゼロ化する必要がある。

【0082】6個の送信アンテナ素子によって輻射される信号はそれぞれ異なる  $H_j$  を増加させるので、6個の  $\chi_2^2$  変量は、上に述べた理由から統計的に互いに独立である。これらの6個の状態にわたってそれぞれ等しい時間長さ  $\tau$  を費やして循環するシステムに対して、その容量は次の式で与えられる。

【数4】

$$C = 1/6 \sum_{k=1}^6 \log_2 [1 + (\rho/6) \times \chi_{2k}^2] \text{ bps/Hz}$$

【0083】もし例えば、システム内に  $\chi_{2k}^2$  ( $k = 1, 2, \dots, 6$ ) の同じ実現状態をそれぞれ有するこのような6個のシステムが並行して運転中の場合、容量は前の6重合算で与えられる容量の6倍になり、次の式で与えられる。

【数5】

$$C = \sum_{k=1}^6 \log_2 [1 + (\rho/6) \times \chi_{2k}^2] \text{ bps/Hz}$$

【0084】この場合、図5に示すように、6番目の斜層ごとに斜層「a」があるので、多数の記号の範囲内にある。したがって、上の式は6個の送信アンテナ素子と6個の受信アンテナ素子とを有するシステム(6, 6)についての層状アーキテクチャの容量を与える式である。そして明らかに、多数の記号の範囲内において、システム( $n, n$ )の容量は次の式で与えられる。

【数6】

$$C = \sum_{k=1}^n \log_2 [1 + (\rho/n) \times \chi_{2k}^2] \text{ bps/Hz}$$

【0085】図7に、上記の導出の結果を、システム容量とアンテナ素子の個数とを縦横各軸に取った線図で示す。図7において、太線（例えば7a、7b、7c、7d及び7e）は、異なる信号対雑音比に対するシャノンの容量を示す。細線（例えば8a、8b、8c、8d及び8e）は上の式を用いて生成されたもので、本発明の空間・時間アーキテクチャを用いるとともに、ゼロ化手法（最大信号対雑音比を求める手法でなく）を用いるシステムによって達成される容量を示す。

【0086】同図から、計算による容量が、高い信号対雑音比においてシャノンの容量に近づくことが判る。例えば、8b及び7bの容量線図で平均信号対雑音比が18、アンテナ個数 $n=30$ の場合を比較すると、本発明の容量は135bps/Hzで、シャノンの限界容量は141bps/Hzである。このように同図は、本発明がシャノンの容量に近い容量を得られるので有利である（そして、それが1次元符号化／復号化手法を用いて得られる）という事実を例示している。

【0087】ゼロ化手法の代わりに最大信号対雑音比を求める手法を用いるアーキテクチャではこれよりもよい結果が得られる。このことは、平均信号対雑音比が低い場合に特にそうである。

【0088】上記は単に本発明の原理を例示したに過ぎず、この技術分野の当業者であれば、ここに明示されていないが本発明の精神及び範囲内にある原理を実現するような種々の配置例を考えることが可能である。例えば、本発明のアーキテクチャはいわゆる「漏洩フィード」の用途にすぐに適用できる。通常の漏洩フィード方式の送信装置現場環境と異なり、本発明の現場環境は、多素子アレイとなる。

【0089】これとは別に、並行処理方式を用いてベクトルの前処理及び復号化を強化することもできる。3個の並行処理器を用いるシステムを採用すれば、1個の斜層、例えば斜層「a」を3個のサブ層に分割することによって、処理を3倍強化することが可能である。この場合、3個の並行処理器がサブ層のうちのそれぞれの層を受け持つことになる。このような処理には、前処理も符号化も含まれる。

【0090】別の例として、上に述べたように、上記のゼロ化手法を、信号対雑音比を最適化する周知の手法に置き換えることもできる。この場合の「雑音」には、相加性白色ガウス雑音だけでなく処理中の受信信号ベクトルからまだ差し引かれていない干渉分の全てを含む。信号対雑音比における信号は、特定の前処理段階において望むアンテナによって送信された信号を意味する。

【0091】尚、信号対雑音比が例えば17dBのように大きい場合、ゼロ化のほうが望ましい。他方、信号対雑音比が例えば3dBのように小さい場合には、信号対雑音比最大化の手法が好ましい。その上、上記のアーキテクチャは、ビット・サブストリームの符号化に際し、

効率のよい1-Dコードを用いるのが望ましい。効率のよい1-Dコードとは例えば上記の斜層構造によく適合するようなブロックコードである（この場合1個の矩形斜層が1個の符号化ブロックに対応する）。

【0092】一見したところでは、畳み込みコードは層状構造には受け入れ難いように思えるが、そうではない。実は、畳み込み構造は並行処理アーキテクチャによく適合するのである。

【0093】更に、いわゆる判定深さ要件を満足する限り、並行処理と畳み込みコードとの組み合わせを用いて、隣接する斜層を同時に復号化することができる。その場合、異なる並行処理器の検出プロセスを時間的にずらせて行い、各斜層の復号化が、その特定の復号化に必要な干渉の検出が既に行われその干渉が差し引かれた後にのみ行われるようにする必要がある。

【0094】畳み込み符号化を用いた結果得られる長所は、相加性白色ガウス雑音の分散における周期的変化に効果的に対処できることである。例えば、サブブロック当たり5個の記号があり、送信装置が6個のアンテナを有すると仮定する。又、いくつもの、例えば30個の、互いに連続する時間長さにわたるサブブロックの送信に用いられる送信アンテナのシーケンス（処理順序）を、666665555544444333332222211111と、仮定する。

【0095】大抵の場合、番号6のアンテナから送信される記号が受けやすい干渉の量は最も少なく、したがって誤りに対する保護の必要性も最も少ない傾向にある。

【0096】番号5の送信アンテナから送信された記号は一般に、番号6よりも多い量の干渉（1個の干渉）を受けやすく、したがって誤りに対する保護をより多く必要とする傾向にある。以下も同様である。したがって、番号1の送信アンテナから送信された記号は一般に、最も多くの量の干渉（5個の干渉）を受けやすく、したがって誤りに対する保護を最も多く必要とする傾向にある。尚、「傾向にある」という表現を用いた理由は、雑音、干渉レベル、及び通信路実現状態が全て、無作為変数だからである。

【0097】畳み込みコードを復号化する際に、遭遇する干渉量の最も少ない記号（保護記号）、例えば番号5の送信アンテナから送信された記号と、遭遇する干渉量の最も多い記号（被保護記号）、例えば番号1の送信アンテナから送信された記号とを対にすることによって記号の検出を速めることができる。

【0098】例えば、上記の送信アンテナのシーケンスを、616161616152525252524343434343に置き換えることによって処理速度が改善される。このシーケンスを実行する場合の符号化（復号化）は、符号化（復号化）プロセスにおける順方向な置換（逆方向置換）によって行われる。

【0099】

【発明の効果】以上述べたごとく、本発明によれば、デジタル無線通信システムにおいて $n$ 次元システムを同一容量（処理能力）の $n$ 個の1次元システムに分解して信号間の干渉除去処理を行うようにしたので、従来の技術では多くてもせいぜいシャノンの限界値から1桁又は2桁下の値までしか得られなかったデータ伝送ビットレートを、シャノンの限界値に極めて近い値まで高めることが可能となる。したがって、デジタル無線通信関連システム及びその運用が改善される。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施例である無線送信装置及び受信装置のブロック図である。

【図2】図1の無線受信装置のより詳細なブロック図である。

【図3】特定の時間長さの間に図1の受信装置において受信されたいくつもの $n$ 次元の複素信号ベクトル間の時間・空間関係を示す説明図である。

【図4】一連の受信された信号ベクトルを前処理する順序を示す説明図である。

【図5】一連の受信された信号ベクトルを前処理する順序を示す説明図である。

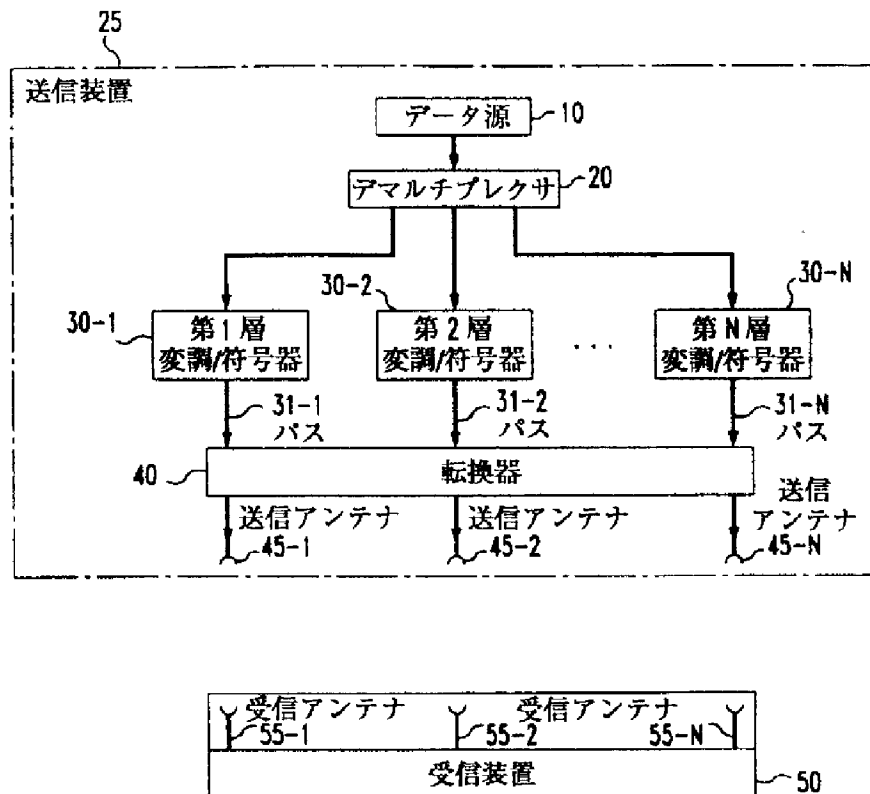
【図6】図1のシステムにて本発明の原理を実現するプログラムの流れ図である。

【図7】本発明に基づいて得られる種々のビットレート容量（bps/Hz）を対応するシャノン限界値と対比する線図である。

【符号の説明】

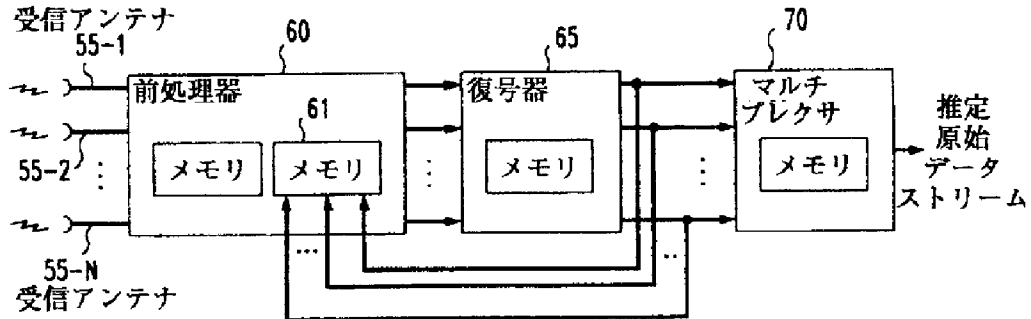
- 10 データ源
- 20 デマルチプレクサ（多重情報分離器）
- 25 送信装置
- 30-1～30-N 変調／符号器
- 31-1～31-N バス
- 40 転換器
- 45-1～45-N 送信アンテナ
- 50 受信装置
- 55-1～55-N 受信アンテナ
- 56-1～56-6 垂直方向セグメント
- 57-1～57-m セグメント
- 60 前処理器
- 61 メモリ
- 65 復号器
- 70 マルチプレクサ（多重化器）

【図1】

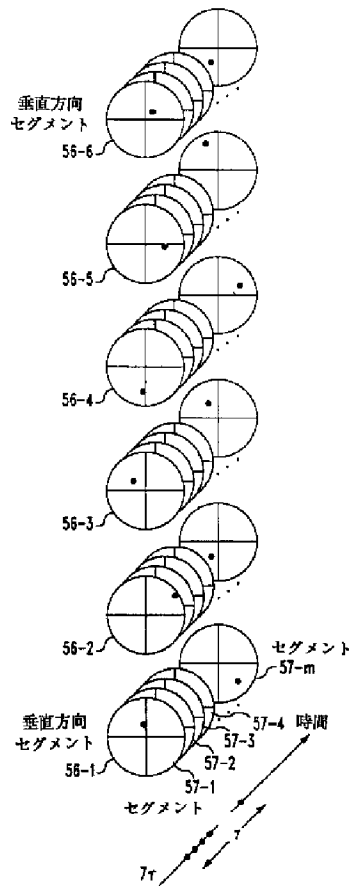


【図2】

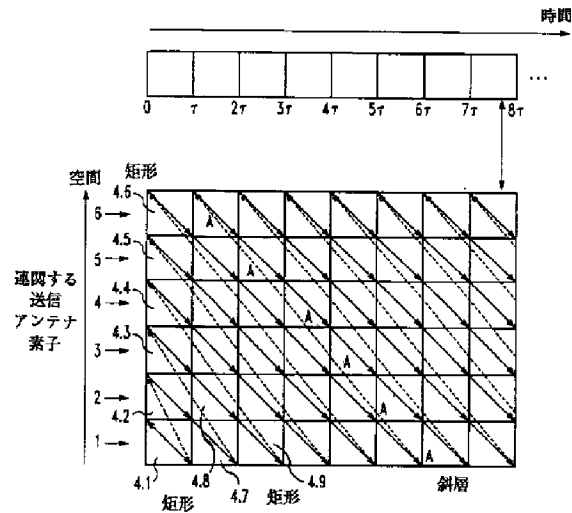
## 50 受信装置



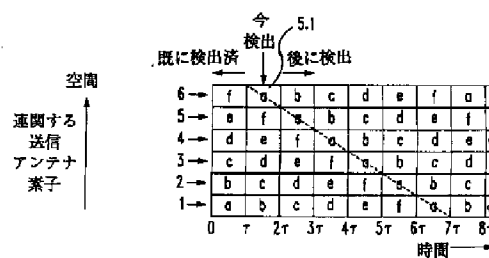
【図3】



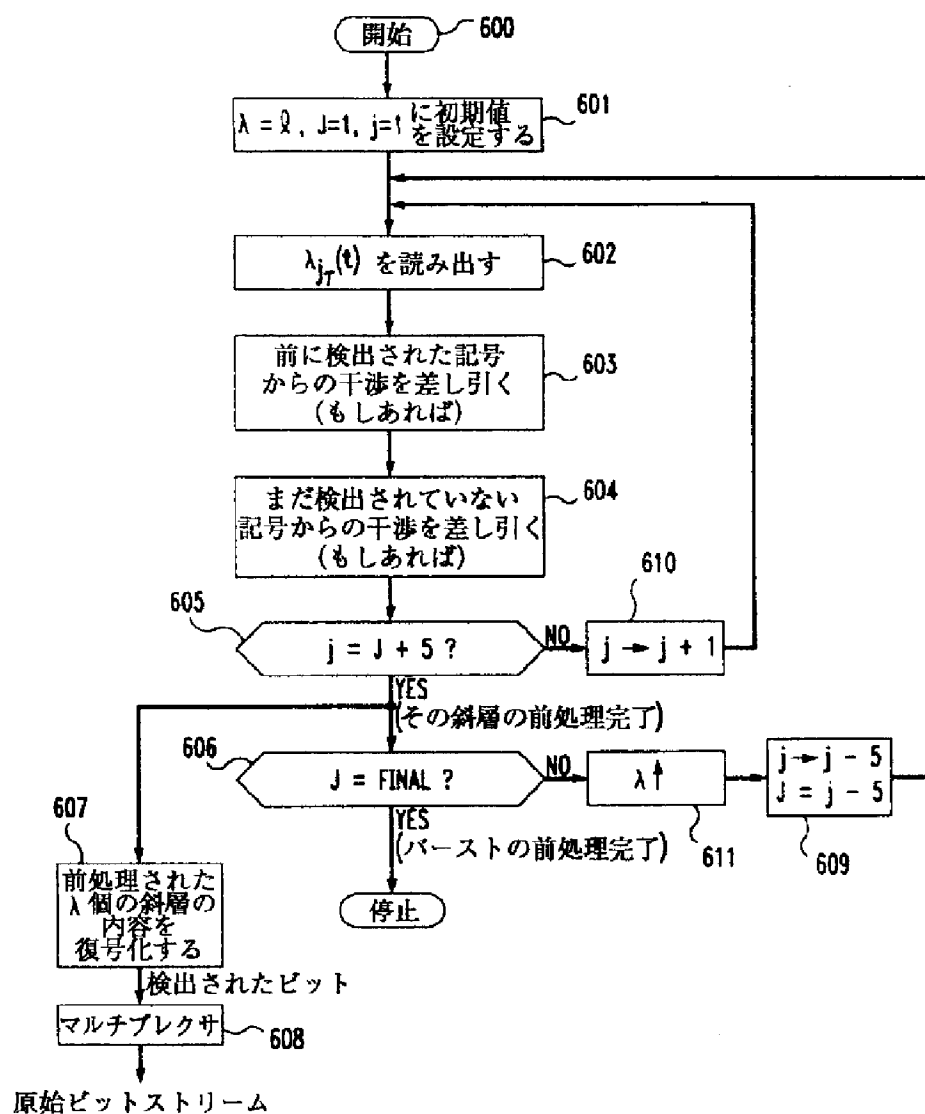
【図4】



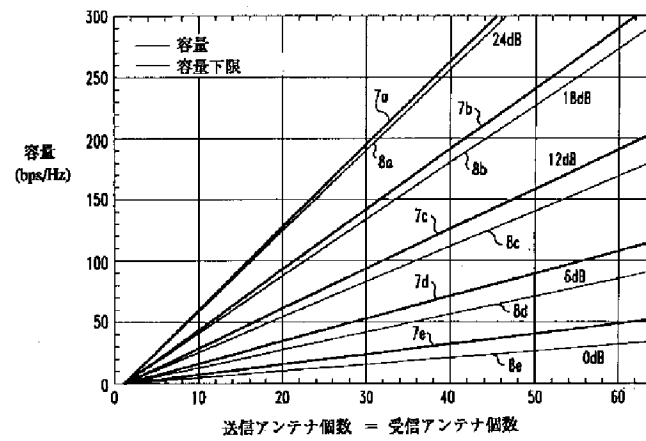
【図5】



【图6】



【図7】



フロントページの続き

(71)出願人 596077259  
 600 Mountain Avenue,  
 Murray Hill, New Je  
 rsey 07974-0636 U. S. A.